

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

APPLICANTS: Seung-Hoon NAM, et al.

SERIAL NO.: not yet assigned

FILED: concurrent herewith

DATED: December 2, 2003

**FOR: APPARATUS AND METHOD FOR PERFORMING CHANNEL
ESTIMATION IN AN ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION
MULTIPLEXING (OFDM) SYSTEM USING MULTIPLE ANTENNAS**

Mail Stop Patent Application

Commissioner for Patents

P.O. Box 1450

Alexandria, VA 22313-1450

TRANSMITTAL OF PRIORITY DOCUMENT

Sir:

Enclosed is a certified copy of Korean Application No. 28275 filed on May 2, 2003,
from which priority is claimed under 35 U.S.C. §119.

Respectfully submitted,



Paul J. Farrell

Registration No. 33,494

Attorney for Applicants

DILWORTH & BARRESE, LLP

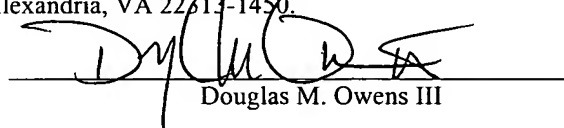
333 Earle Ovington Boulevard

Uniondale, New York 11553

(516) 228-8484

CERTIFICATE OF MAILING UNDER 37 C.F.R. § 1.10

I hereby certify that this correspondence and any documents referred to as enclosed therein are being deposited with the United States Postal Service on this date December 2, 2003, in an envelope as "Express Mail Post Office to Addressee" Mail Label Number EL995744037US, addressed to: Mail Stop Patent Application, Commissioner of Patents, P.O. Box 1450, Alexandria, VA 22313-1450.


Douglas M. Owens III

Seung-Hoon Nam, et al
ATTY. DOCKET: 678-1220
(P11028)



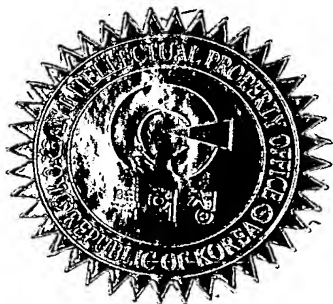
별첨 사본은 아래 출원의 원본과 동일함을 증명함.

This is to certify that the following application annexed hereto
is a true copy from the records of the Korean Intellectual
Property Office.

출원번호 : 10-2003-0028275
Application Number

출원년월일 : 2003년 05월 02일
Date of Application MAY 02, 2003

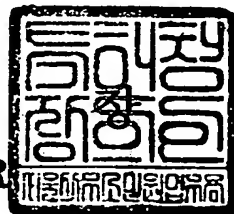
출원인 : 삼성전자주식회사 외 1명
Applicant(s) SAMSUNG ELECTRONICS CO., LTD., et al.



2003 년 07 월 15 일

특 허 청

COMMISSIONER



**【서지사항】**

【서류명】	특허출원서
【권리구분】	특허
【수신처】	특허청장
【참조번호】	0005
【제출일자】	2003.05.02
【국제특허분류】	H04H
【발명의 명칭】	다중 안테나를 사용하는 직교주파수분할다중 시스템에서 채널 추정 장치 및 방법
【발명의 영문명칭】	APPARATUS AND METHOD FOR CHANNEL ESTIMATION OF OFDM SYSTEM USING MULTIPLE ANTENNA
【출원인】	
【명칭】	삼성전자 주식회사
【출원인코드】	1-1998-104271-3
【출원인】	
【명칭】	학교법인연세대학교
【출원인코드】	2-1999-900090-0
【대리인】	
【성명】	이건주
【대리인코드】	9-1998-000339-8
【포괄위임등록번호】	2003-001449-1
【포괄위임등록번호】	2003-030231-0
【발명자】	
【성명의 국문표기】	남승훈
【성명의 영문표기】	NAM, Seung Hoon
【주민등록번호】	771003-1055625
【우편번호】	158-071
【주소】	서울특별시 양천구 신정1동 목동아파트 1022-504
【국적】	KR
【발명자】	
【성명의 국문표기】	이충용
【성명의 영문표기】	LEE, Chung Yong
【주민등록번호】	640818-1030211

【우편번호】	137-780
【주소】	서울특별시 서초구 서초4동 유원아파트 104동 1803호
【국적】	KR
【발명자】	
【성명의 국문표기】	신명철
【성명의 영문표기】	SHIN, Myeong Cheol
【주민등록번호】	780203-1452921
【우편번호】	110-814
【주소】	서울특별시 종로구 무악동 무악연립 2동 12호
【국적】	KR
【취지】	특허법 제42조의 규정에 의하여 위와 같이 출원합니다. 대 리인 주 (인) 이 건
【수수료】	
【기본출원료】	20 면 29,000 원
【가산출원료】	17 면 17,000 원
【우선권주장료】	0 건 0 원
【심사청구료】	0 항 0 원
【합계】	46,000 원

【요약서】**【요약】**

본 발명은 훈련심벌이 포함되어 전송된 부반송파와 훈련심벌이 포함되지 않고 전송된 부반송파를 수신하는 직교주파수분할다중 시스템에서, 상기 수신된 부반송파들을 이용하여 채널 추정을 수행하는 방법에 있어서, 상기 훈련심벌이 포함되어 전송된 부반송파의 신뢰도에 대한 가중치와 상기 훈련심벌이 포함되지 않고 전송된 부반송파의 신뢰도에 대한 가중치를 달리 지정하는 과정과, 상기 수신된 부반송파들 각각에 대한 채널 추정 오차들을 측정하는 과정과, 상기 측정된 채널추정오차들과 상기 지정된 가중치들을 이용하여 채널 추정을 수행하는 과정으로 이루어진다.

【대표도】

도 5

【색인어】

OFDM, 분배기, 훈련심벌, 채널 추정 오차, 부반송파

【명세서】**【발명의 명칭】**

다중 안테나를 사용하는 직교주파수분할다중 시스템에서 채널 추정 장치 및 방법
{APPARATUS AND METHOD FOR CHANNEL ESTIMATION OF OFDM SYSTEM USING MULTIPLE ANTENNA}

【도면의 간단한 설명】

도 1은 일반적인 직교주파수분할다중 방식을 사용하는 이동통신 시스템을 도시한 도면.

도 2는 복수 개의 송수신 안테나를 사용하는 직교주파수분할다중 방식을 사용하는 이동통신 시스템을 도시한 도면.

도 3은 송신안테나가 3개인 경우 각 송신안테나에서 송신하는 훈련심벌들을 도시한 도면.

도 4(a)는 4개의 송신안테나들 중 첫 번째, 두 번째 안테나에서 훈련심벌이 전송되지 않은 부반송파 영역의 채널 추정 오차를 도시하고 있는 도면.

도 4(b)는 4개의 송신안테나들 중 세 번째, 네 번째 안테나에서 훈련심벌이 전송되지 않는 부반송파 영역의 채널 추정 오차를 도시하고 있는 도면.

도 5는 본 발명에 따른 복수 개의 송수신 안테나를 사용하는 직교주파수분할다중 방식을 사용하는 이동통신 시스템을 도시한 도면.

도 6은 본 발명에 따른 채널추정오차와 종래 방식에 따른 채널추정오차를 동시에 도시한 도면.

【발명의 상세한 설명】

【발명의 목적】

【발명이 속하는 기술분야 및 그 분야의 종래기술】

- <8> 본 발명은 복수 개의 송수신 안테나를 사용하여 데이터를 전송하는 이동통신 시스템에 관한 것으로서, 특히 복수개의 수신안테나에서 정확한 채널 추정을 수행하는 장치 및 방법에 관한 것이다.
- <9> 무선 채널로 신호를 전송하는 경우에 전송된 신호는 송신기와 수신기 사이에 존재하는 다양한 장애물들에 의해 다중경로 간섭을 받는다. 상기 다중경로가 존재하는 무선 채널은 채널의 최대지연확산과 신호의 전송주기로 특성을 규정지을 수 있다. 또한, 상기 최대지연확산보다 신호의 전송주기가 긴 경우에는 연속된 신호 사이에 간섭이 발생하지 않으며, 채널의 주파수 영역의 특성은 주파수 비선택적 페이딩(frequency nonselective fading)으로 주어진다. 그러나 광대역을 사용하는 고속 전송의 경우에는 상기 신호의 전송주기가 상기 최대 지연확산보다 짧아 상기 연속된 신호 사이에 간섭이 발생하여, 수신된 신호는 심벌간 간섭(intersymbol interference)을 받게 된다. 또한 이 경우 상기 채널의 주파수 영역의 특성은 주파수 선택적 페이딩(frequency selective fading)으로 주어지며, 코히어런트(coherent) 변조 방식을 사용하는 단일 반송파 전송방식에서는 심벌간 간섭을 제거하기 위해 등화기(Equalizer)가 요구된다. 또한, 상기 데이

터 전송속도가 증가함에 따라 상기 심벌간 간섭에 의한 왜곡이 증가하게 되는데 이에 따라 등화기의 복잡도도 함께 증가된다. 이와 같이 상기 단일 반송파 전송방식에서 등화 문제를 해결하기 위한 대안으로 직교주파수분할다중(Orthogonal Frequency Division Multiplexing: 이하 OFDM이라 한다.)시스템이 제안되었다.

<10> 통상적으로 직교주파수분할다중(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, 이하 "OFDM"이라 칭함) 방식은 시간분할접속(Time Division Access)과 주파수분할접속(Frequency Division Access) 기술을 결합하는 2차원 접속 방식으로 정의할 수 있다. 따라서, 상기 OFDM 방식에 의한 데이터를 전송함에 있어 각각의 OFDM 심벌(Symbol)은 부-반송파(sub-carrier)에 나뉘어 실려 소정의 부-채널(sub-channel)로 묶여져 전송된다.

<11> 이러한, 상기 OFDM 방식은 부-채널의 스펙트럼이 상호 직교성을 유지하면서 서로 중첩되어 있어 스펙트럼 효율이 좋고, OFDM 변/복조가 역고속 푸리에 변환(Inverse Fast Fourier Transform, 이하 "IFFT"라 함)과 고속 푸리에 변환(Fast Fourier Transform, 이하 "FFT"라 함)에 의해 구현되기 때문에 변/복조부의 효율적인 디지털 구현이 가능하다. 또한, 주파수 선택적 페이딩이나 협대역 간섭에 대해 강건해 현재 유럽 디지털 방송의 전송과 IEEE 802.11a, IEEE 802.16a 및 IEEE 802.16b 등 대용량 무선 통신 시스템의 규격으로 채택되어 있는 고속의 데이터 전송에 효과적인 기술이다.

<12> 전술한 OFDM 방식은 직렬로 입력되는 심벌(Symbol) 열을 병렬로 변환하여, 이들 각각을 상호 직교성을 갖는 다수의 부-반송파(Sub-Carrier, Sub-Channel)들로 변조하여 전송하는 다중 반송파 변조(Multi Carrier Modulation: 이하 "MCM"이라 칭함) 방식의 일종이다.

<13> 이와 같은 MCM 방식을 적용하는 시스템은 1950년대 후반 군용 고주파(High Frequency) 무선통신에 처음 적용되었으며, 다수의 직교하는 부-반송파를 중첩하는 OFDM 방식은 1970년대부터 발전하기 시작하였다. 이러한 OFDM 방식은 다중 반송파들간의 직교 변조의 구현을 해결해야만 했기 때문에 실제 시스템 적용에 한계가 있었다. 하지만, 1971년 'Weinstein' 등이 상기 OFDM 방식을 사용하는 변/복조는 DFT(Discrete Fourier Transform)를 이용하여 효율적으로 처리가 가능함을 발표하면서 상기 OFDM 방식에 대한 기술개발이 급속히 발전했다. 또한, 보호구간(Guard Interval)의 사용과 순환 전치(Cyclic prefix) 보호구간 삽입 방식이 알려지면서 다중경로 및 지연 확산(Delay spread)에 대한 시스템의 부정적 영향을 더욱 감소시키게 되었다. 따라서, 상기 OFDM 방식은 디지털 오디오 방송(Digital Audio Broadcasting: 이하 "DAB"라 칭함)과 디지털 TV, 무선 근거리 통신망(Wireless Local Area Network: 이하 "W-LAN"이라 칭함) 및 무선 비동기 전송 모드(Wireless Asynchronous Transfer Mode: 이하 "W-ATM"이라 칭함) 등의 디지털 전송 기술에 광범위하게 적용되어지고 있다. 즉, 하드웨어적인 복잡도(Complexity)로 인하여 널리 사용되지 못하다가 최근 FFT와 IFFT를 포함한 각종 디지털 신호 처리 기술이 발전함으로써 실현 가능해졌다. 상기 OFDM 방식은 종래의 주파수 분할 다중(Frequency Division Multiplexing: 이하 "FDM"이라 칭함) 방식과 비슷하나 무엇보다도 다수 개의 부-반송파들간 직교성(Orthogonality)을 유지하여 전송함으로써 고속 데이터 전송 시 최적의 전송 효율을 얻을 수 있는 특징을 가진다. 또한, 주파수 사용 효율이 좋고 다중 경로 페이딩(Multi-path fading)에 강한 특성이 있어 고속 데이터 전송 시 최적의 전송 효율을 얻을 수 있는 특징을 가진다. 특히, 주파수 스펙트럼을 중첩하여 사용하므로 주파수 사용이 효율적이고, 주파수 선택적 페이딩(Frequency selective

fading) 및 다중 경로 페이딩에 강하며, 보호구간을 이용하여 심벌들간 간섭(Inter Symbol Interference: 이하 "ISI"라 칭함) 영향을 줄일 수 있을 뿐만 아니라 하드웨어적으로 등화기 구조를 간단하게 설계하는 것이 가능하다. 그리고 임펄스(Impulse)성 잡음에 강하다는 장점을 가지고 있어서 통신시스템 구조에 적극 활용되고 있는 추세에 있다.

<14> 도 1은 OFDM 방식을 사용하는 일반적인 이동통신 시스템의 구조를 도시한 도면이다. 이하 상기 도1을 이용하여 OFDM 방식을 사용하는 일반적인 이동통신 시스템의 구조에 대해 상세하게 알아본다.

<15> 입력비트는 이진 신호로서 채널 부호기(100)로 입력된다. 상기 채널 부호기(100)는 입력비트들을 부호화하여 부호화 심벌들을 출력한다. 상기 부호화 심벌들은 직렬/병렬 변환부(S/P부)(105)로 입력된다. 상기 S/P부(105)는 입력된 직렬 부호화 심벌들을 병렬로 변환하고, 변조부(110)로 전달한다. 상기 변조부(110)는 입력받은 부호화 심벌들을 심벌 매핑 성상도에 심벌 매핑하여 출력한다. 상기 변조부(110)의 변조방식으로는 QPSK, 8PSK, 16QAM, 64QAM 등이 존재한다. 상기 심벌을 구성하는 비트 수는 상기 각각의 변조 방식들에 대응하여 정의되어 있다. 상기 QPSK 변조 방식은 2비트로 구성되며, 상기 8PSK는 3비트로 구성된다. 또한 16QAM 변조 방식은 4비트로 구성되며, 64QAM 변조방식은 6비트로 구성된다. 상기 변조부(110)로부터 출력된 변조 심벌은 IFFT부(115)로 입력된다. 상기 IFFT가 수행되어진 상기 변조 심벌들은 병렬/직렬 변환부(P/S부)(120)으로 입력되어 직렬 형태를 가지는 심벌로 변환된다. 상기 직렬 형태로 변환된 심벌들은 송신안테나(125)를 통해 전송된다.

<16> 상기 송신안테나(125)로부터 전송된 심벌들은 수신안테나(130)에 의해 수신된다. 상기 수신안테나(130)에 의해 수신된 심벌들은 S/P부(135)에 의해 병렬 형태를 가지는

심벌들로 변환되고, 상기 변환된 심벌들은 FFT부(140)로 전달된다. 상기 FFT부(140)로 입력된 수신 신호는 상기 FFT 과정을 수행한 후, 복조부(145)로 입력된다. 상기 복조부(145)는 상기 변조부(110)의 상기 심벌 매핑 성상도와 동일한 상기 심벌 매핑 성상도를 가지고 있으며, 상기 심벌 매핑 성상도에 의해 상기 역확산된 심벌을 이진 비트를 가지는 심벌로 변환된다. 즉, 상기 복조 방식은 상기 변조 방식에 의해 결정된다. 상기 복조부(145)에 의해 복조된 이진심벌들은 채널 추정기(150)에 의해 채널 추정이 수행된다. 상기 채널 추정은 상기 송신안테나(125)로부터 송신된 데이터가 전송 중 발생한 여러 가지 상황을 추정하여 효율적인 데이터 수신이 이루어지게 한다. 상기 채널 추정기(150)에서 채널 추정을 수행한 상기 이진심벌들은 P/S부(155)에 의해 직렬 형태를 가지는 심벌들로 변환한 후, 복호기(160)에 의해 복호된다. 상기 채널 복호기(520)로 입력된 상기 이진 심벌들은 복호화 과정을 수행함으로써 이진비트를 출력한다.

<17> 도 2는 복수개의 송수신 안테나를 사용하여 OFDM 방식에 의해 데이터를 송수신하는 이동통신 시스템의 구조를 도시하고 있다. 이하 상기 도 2를 이용하여 복수개의 송수신 안테나를 사용하여 OFDM 방식에 의해 데이터를 송수신하는 이동통신 시스템에 대해 알아본다.

<18> 이하 먼저 복수 개의 송수신 안테나를 사용하여 데이터를 송수신하는 이동통신 시스템에 대해 설명하기에 앞서 하나의 송수신 안테나를 사용하여 데이터를 송수신하는 이동통신 시스템에 대해 설명한다.

<19> 【수학식 1】 $y(n)=x(n)h(n)+n(n)$

- <20> 상기 $y(n)$ 는 수신안테나에서 n 시간에 수신한 데이터를 의미하며, 상기 $x(n)$ 는 송신 안테나에서 n 시간에 전송한 데이터를 의미한다. 상기 $h(n)$ 는 송신안테나로부터 송신된 데이터가 전송채널 환경에 따른 n 시간에서의 영향을 의미하며, 상기 $n(n)$ 은 n 시간에서의 잡음을 의미한다. 이하 설명에서는 잡음의 영향에 대해서는 생략하여 기술하기로 한다.
- <21> 상기 〈수학식 1〉과 같이 상기 수신 측에서 정확한 데이터를 알기 위해서는 상기 $h(n)$ 를 알고 있어야 한다. 이와 같은 문제점을 해결하기 위해 이동통신 시스템의 송수신 단에서 미리 알고 있는 데이터를 전송함으로서 상기 $h(n)$ 를 알게 된다. 이하 상기 알고 있는 데이터를 훈련심벌(training symbol)이라 한다. 상기 $h(n)$ 를 알게되면 이후 이동통신 시스템의 수신측은 송신측으로부터 전송되는 데이터를 정확히 알 수 있게 된다.
- <22> 상기 도 2에서 살펴본 바와 같이 복수 개의 송신 안테나들 각각은 특정 주파수를 가지는 복수 개의 부반송파(sub-carrier)들을 이용하여 데이터를 송신한다. 복수개의 송수신 안테나를 사용하는 상기 OFDM 방식의 이동통신 시스템에서 상기 복수 개의 부반송파들은 상기 복수 개의 송신안테나에 할당된다.
- <23> 변조부들(200 내지 204)은 입력된 심벌들을 변조하여 IFFT부들(210 내지 214)로 전달한다. 상기 IFFT부들(210 내지 214)은 입력된 심벌들을 IFFT변환하여 각각의 송신안테나들(220 내지 224)을 통해 전송한다. 각 송신안테나들(220 내지 224)로부터 송신된 데이터들은 수신안테나들(230 내지 234)을 통해 수신된다. 상기 수신안테나들(230 내지 234)을 통해 수신된 데이터들은 FFT부들(240 내지 244)에서 FFT 변환을 수행한 후, 복조부들(250 내지 254)로 전달된다. 상기 복조부들(250 내지 254)에서 복조된 심벌들은 채널 추정부들(260 내지 264)에서 채널이 추정된다.

<24> 상기 수신안테나들(230 내지 234) 각각은 송신안테나들(220 내지 224)로부터 전송된 데이터들을 수신한다. 즉, 상기 수신안테나(230)는 상기 송신안테나들(220 내지 224)로부터 전송된 데이터들을 수신하고, 상기 수신안테나(232)는 상기 송신안테나들(220 내지 224)로부터 전송된 데이터들을 수신한다. 상기 수신안테나(234)는 상기 송신안테나들(220 내지 224)로부터 전송된 데이터들을 수신한다.

<25> 또한, 상기 송신안테나들에 할당하는 특정 주파수를 갖는 부반송파들 각각은 서로 다른 송신안테나에 할당된다. 상기 할당 가능한 부반송파의 개수가 A개이고 송신안테나의 개수가 B개이면, 일반적으로 하나의 송신안테나에는 훈련심벌의 전송을 위하여 A/B개의 부반송파가 할당된다.

<26> **【수학식 2】**
$$\mathbf{x}^p(n) = [0 \cdots 0 \ x_1^p \ x_2^p \cdots x_{N_s}^p \ 0 \ x_{N_s+1}^p \cdots x_{2N_s-1}^p \ x_{2N_s}^p \ 0 \cdots 0]^T$$

<27> 상기 <수학식 2> 는 OFDM 방식을 사용하는 이동통신 시스템에 할당 가능한 부반송파를 표현하고 있다. 상기 $\mathbf{x}^p(n)$ 은 K개의 반송파를 가지는 OFDM 방식을 이용하는 시스템에서 p번째 안테나에서 n번째 시간에 전송되는 훈련심벌(training symbol)을 나타낸다. 상기 훈련심벌은 채널 추정을 위해 상기 시스템의 송수신단에 알고 있는 심벌을 말하며, 상술한 바와 같이 특정 주파수를 가지는 부반송파에 실어 전송한다. 상기 <수학식 2> 에서 보이고 있는 바와 같이 모든 부반송파들이 할당 가능한 것이 아니라 일부의 부반송파들만이 할당 가능하다. 상기 <수학식 2> 에서 보이고 있는 바와 같이 부반송파들 중 DC 성분을 가지는 가운데 캐리어와 양 끝단의 캐리어들은 상기 송신안테나들(220 내지 224)에 할당되지 않는다. 따라서 상기 훈련심벌에 할당 가능한 부반송파들의 수는 $2N_s$.

이다. 상기 송신안테나의 개수가 N_t 라면 하나의 송신안테나에는 N_c 개의 상기 훈련심벌을 전송할 부반송파가 할당된다.

<28> 【수학식 3】 $2N_c = N_c N_t$,

<29> 따라서, 각 송신안테나에는 다음과 같은 훈련심벌들이 할당되고, 상기 할당된 훈련심벌들은 부반송파에 의해 전송된다.

<30>

$$x_i^p = \begin{cases} c_i & i = (m-1)N_t + p \\ 0 & otherwise \end{cases}$$

【수학식 4】

<31> 상기 c_i 는 $\sqrt{N_t}$ 의 크기를 갖는 임의의 복소수이며, m은 N_c 보다 작은 정수를 나타낸다.

<32> 도 3은 상기 <수학식 4>에 의해 송신안테나가 3개인 경우에 상기 송신안테나들 각각에서 송신되는 훈련심벌들을 도시하고 있다. 상기 도 3에서 보이고 있는 바와 같이 상기 각 송신안테나들은 가상 부반송파(virtual carrier) 영역과 DC 부반송파(DC carrier)영역에서는 데이터가 전송되지 않음을 보이고 있다. 또한 상기 <수학식 4>에 의해 상기 복수개의 송신안테나 각각은 특정 주파수를 갖는 부반송파에 상기 훈련심벌을 실어 전송한다. 상기 특정 주파수를 갖는 훈련심벌들의 개수가 12개일 경우 첫 번째 송신안테나는 1번째, 4번째, 7번째, 10번째 훈련심벌들을 전송한다. 두 번째 송신안테나는 2번째, 5번째, 8번째, 11번째 훈련심벌들을 전송한다. 세 번째 송신안테나는 3번째, 6번째, 9번째, 12번째 훈련심벌들을 전송한다. 이하 상기 각 송신안테나에서 특정 시간에 전송되는 훈련심벌들의 그룹을 훈련심벌그룹(training symbol group)이라 한다. 상기 훈

련심벌그룹은 도 2의 변조부들 각각에 입력되지만 이하 설명에서는 송신안테나와 연관지어 설명한다.

<33> 상기 복수개의 송신안테나들에 의해 전송된 훈련심벌들은 각각 전송경로(채널)를 거쳐 복수개의 수신안테나로 수신된다. 상기 복수개의 수신안테나들 각각은 상기 복수개의 송신안테나로부터 전송된 훈련심벌들을 수신한다. 따라서, 하나의 수신안테나는 복수개의 송신안테나들로부터 훈련심벌들이 전송되는 채널 상태를 추정하여야 한다.

<34> 【표 1】

	송신안테나1	송신안테나 2	송신안테나 3	송신안테나N
수신안테나1	h11	h21	h31	hN1
수신안테나2	h12	h22	h32	hN2
수신안테나3	h13	h23	h33	hN3
수신안테나M	h1M	h2M	h3M	hNM

<35> 상기 <표 1>은 송신안테나들 각각에서 전송하는 훈련심벌들을 수신하는 수신안테나들 각각에서 측정하여야하는 채널 추정값들을 나타낸다. 상기 h11은 송신안테나1에서 전송한 훈련심벌을 이용하여 수신안테나1에서 측정할 채널 추정값을 의미한다. 상기 hNM은 송신안테나N에서 전송한 훈련심벌을 이용하여 수신안테나M에서 측정할 채널 추정값을 의미한다. 상기 <표 1>은 특정시점에서의 값들을 표현하고 있다. 따라서, 상기 채널 추정값들은 2차원의 행렬로 표현할 수 있다. 상기 특정시점에서 행렬로 표현한 채널 추정값들을 공간 채널 매트릭스(spatial channel matrix)라 한다. 상기 <표 1>에서 보이고 있는 바와 같이 하나의 수신안테나는 복수개의 송신안테나 각각에 대한 채널 추정값들을 측정하여야 한다. 상기 특정 수신안테나가 측정하는 채널 추정값들은 잡음의 영향을 줄이기 위해 복수 회에 걸쳐 상기 훈련심벌들을 측정함으로써 이루어진다. 이 경우

상기 송신안테나들 각각은 언제나 동일한 훈련심벌들을 갖는 훈련심벌그룹을 상기 수신 안테나들로 전송한다.

<36> 【표 2】

	송신안테나1	송신안테나 2	송신안테나3	송신안테나N
T1	훈련심벌그룹 1	훈련심벌그룹 2	훈련심벌그룹3	훈련심벌그룹 N
T2	훈련심벌그룹 1	훈련심벌그룹 2	훈련심벌그룹 3	훈련심벌그룹 N
T3	훈련심벌그룹 1	훈련심벌그룹 2	훈련심벌그룹 3	훈련심벌그룹 N
T4	훈련심벌그룹 1	훈련심벌그룹 2	훈련심벌그룹 3	훈련심벌그룹 N

<37> 상기 <표 2> 에서 보이고 있는 바와 같이 상기 특정 송신안테나는 상기 채널 추정 값들의 측정을 위해 동일한 훈련심벌그룹을 상기 수신안테나들로 전송한다. 물론 상기 훈련심벌그룹은 하나의 훈련심벌이 아니라, 상기 <수학식 4> 에 의해 특정 주파수를 갖는 복수 개의 훈련심벌들로 구성된다.

<38> 상기 수신안테나들 각각은 송신안테나에서 전송한 훈련심벌그룹을 수신하고 상기 수신된 훈련심벌들의 값에 의해 상기 채널 추정을 한다. 또한, 정확한 측정을 위해 복수 회(복수의 시간)에 걸쳐 채널 추정을 한다. 상기 수신안테나에서 정확히 측정할 수 있는 채널 추정값은 상기 송신안테나에서 훈련심벌을 실어보낸 특정 주파수를 갖는 반송파뿐이다. 상기 송신안테나에서 전송되지 않은 주파수에 대한 부반송파에 대한 채널 추정값에 대해서는 알 수 없게 된다.

<39> 3개의 송신안테나를 가지며, 12개의 부반송파들을 가지는 시스템에서, 상기 3개의 송신안테나들 중 첫 번째 송신안테나는 12개의 부반송파들중 1번째, 4번째, 7번째, 10번째 부반송파에 훈련심벌을 실어 전송한다. 상기 수신안테나는 상기 첫 번째 송신안테나

로부터 전송된 1번째, 4번째, 7번째, 10번째 부반송파를 이용하여 상기 각 채널 경로에 대한 채널 추정값을 측정할 수 있다. 하지만 상기 2번째, 3번째, 5번째, 6번째, 8번째, 9번째, 11번째, 12번째 부반송파 대해서는 채널 추정이 이루어지지 않게 된다.

- <40> 이러한 문제점을 해결하기 위해 훈련심벌이 전송된 부반송파의 채널 추정치를 이용해 훈련심벌이 없는 부반송의 채널을 추정하는 보간법(Interpolation)을 이용한다. 하지만 이 경우에도 가장자리 부반송파 영역에서는 훈련심벌이 할당되지 않아 상기 보간법을 사용할 수 없게 되고, 이로 인해 채널 추정오차가 증가하게 된다. 도 4(a), (b)는 종래 보간법을 이용하여 채널 추정한 결과를 도시한 도면이다. 상기 도 4(a), (b)는 4개의 송신 안테나에 의해 훈련심벌들이 전송되고 있음을 보이고 있으며, 상술한 바와 같이 양 가장자리에서 채널 추정 오차가 증가함을 보이고 있다. 따라서, 훈련심벌이 전송되지 않는 부반송파 영역에서도 정확한 채널 추정이 이루어지는 방안이 논의된다.

【발명이 이루고자 하는 기술적 과제】

- <41> 따라서, 전술한 종래 기술의 문제점을 해결하기 위한 본 발명의 목적은 훈련심벌이 전송되지 않는 부반송파 영역에서도 정확한 채널 추정이 이루어지는 장치 및 방법을 제안함에 있다.
- <42> 본 발명의 다른 목적은 수신된 부반송파들 각각의 신뢰도에 따라 서로 다른 가중치를 부여함으로써 정확한 채널 추정이 이루어지는 장치 및 방법을 제안함에 있다.
- <43> 본 발명의 또 다른 목적은 채널 추정 오류를 최소화함으로써 송신측에서 전송한 데이터를 정확히 수신할 수 있는 장치 및 방법을 제안함에 있다.

<44> 상기한 본 발명의 목적들을 이루기 위해 적어도 둘 이상의 송신안테나를 사용하여 데이터를 전송하는 직교주파수분할다중 시스템에서, 상기 송신안테나의 개수에 대응되게 채널 추정을 위한 복수 개의 훈련심벌들을 복수 개의 훈련심벌그룹들로 분할하고, 상기 분할된 훈련심벌그룹들을 구성하는 훈련심벌들 각각을 부반송파에 실어 전송하는 방법에 있어서, 상기 복수 개의 훈련심벌그룹들을 전달받는 과정과, 상기 전달된 복수 개의 훈련심벌그룹들을 상기 복수 개의 송신안테나들 중 어느 하나의 송신안테나에 의해 일정 시간간격으로 한번씩 전송하는 과정으로 이루어진다.

<45> 상기한 본 발명의 목적들을 이루기 위해 훈련심벌이 포함되어 전송된 부반송파와 훈련심벌이 포함되지 않고 전송된 부반송파를 수신하는 직교주파수분할다중 시스템에서, 상기 수신된 부반송파들을 이용하여 채널 추정을 수행하는 방법에 있어서, 상기 훈련심벌이 포함되어 전송된 부반송파의 신뢰도에 대한 가중치와 상기 훈련심벌이 포함되지 않고 전송된 부반송파의 신뢰도에 대한 가중치를 달리 지정하는 과정과, 상기 수신된 부반송파들 각각에 대한 채널 추정 오차들을 측정하는 과정과, 상기 측정된 채널추정오차들과 상기 지정된 가중치들을 이용하여 채널 추정을 수행하는 과정으로 이루어진다.

<46> 상기한 본 발명이 목적들을 이루기 위해 적어도 둘 이상의 송신안테나를 사용하여 데이터를 전송하는 직교주파수분할다중 시스템에서, 상기 송신안테나의 개수에 대응되게 채널 추정을 위한 복수 개의 훈련심벌들을 복수 개의 훈련심벌그룹들로 분할하고, 상기 분할된 훈련심벌그룹들을 구성하는 훈련심벌들 각각을 부반송파에 실어 전송하는 장치에 있어서, 상기 전달된 복수 개의 훈련심벌그룹들을 상기 복수 개의 송신안테나들 중 어느

하나의 송신안테나에 의해 한번씩 전송되도록 일정 시간간격으로 전달하는 분배기와, 상기 분배기로부터 전달된 훈련심벌그룹을 전송하는 송신안테나로 구성된다.

【발명의 구성 및 작용】

- <47> 이하 본 발명이 바람직한 실시 예를 첨부한 도면의 참조와 함께 상세히 설명한다. 또한 본 발명을 설명함에 있어서, 관련된 공지기능 혹은 구성에 대한 구체적인 설명이 본 발명의 요지를 불필요하게 흐릴 수 있다고 판단된 경우 그 상세한 설명은 생략한다.
- <48> 도 5는 본 발명에 따른 복수개의 송수신 안테나를 가지는 OFDM 방식의 이동통신 시스템의 구조를 도시하고 있다. 이하, 상기 도 5를 이용하여 본 발명이 적용되는 OFDM 방식의 이동통신 시스템의 구조에 대해 상세하게 알아본다.
- <49> 도 5의 송신측은 분배기(500)와 복수개의 변조부들(510 내지 514)와 복수개의 IFFT부들(520 내지 524), 복수개의 송신안테나들(520 내지 524)로 구성되어 있다. 수신측은 복수개의 수신안테나들(530 내지 534)과 복수개의 FFT부들(540 내지 544), 복수개의 복조부들(550 내지 554), 그리고 복수개의 채널추정기들(560 내지 564)로 구성되어 있다. 도 5에서 상기 채널 추정기는 복조기의 수에 대응되게 구성되어 있지만 하나의 구성으로 수신되는 모든 채널에 대한 채널 추정을 할 수 있다. 하지만 본 발명에서 설명의 편의를 위해 복수개의 채널추정기들로 구성하고 있다.
- <50> 상기 분배기(500)에는 복수개의 훈련심벌그룹이 입력된다. 상기 훈련심벌그룹은 상기 송신안테나의 개수와 동일하다. 이하 상기 훈련심벌그룹에 대해 먼저 상술한 후 상기 분배기의 기능에 대해 알아본다.

<51> 상기 〈수학식 2〉와 같이 상기 OFDM방식을 사용하는 이동통신 시스템에서 사용하는 부반송파들의 개수가 K개이고, 상기 K개의 부반송파들 중 실제 시스템에 할당가능한 부반송파의 개수는 2^N 이라고 가정한다. 또한, 상기 송신안테나의 개수가 N 개라면, 하나의 송신안테나에서 상기 훈련심벌을 전송할 수 있는 부반송파의 개수는 N 개다. 상기 하나의 송신안테나에 할당되는 부반송파는 연속되는 부반송파를 할당하지 않고, 복수개의 송신안테나들에 순차적으로 하나씩 할당된다. 이하 상기 송신안테나에 할당되는 훈련심벌을 전송하기 위한 부반송파에 대해 알아본다. 또한 상기 훈련심벌의 크기에 대해서는 상기 〈수학식 4〉에서 기술하고 있지만, 이하 설명에서는 훈련심벌의 유무만을 중심으로 기술하기로 한다. 상기 훈련심벌이 특정 크기를 가질 경우에 값을 1이라 하고, 상기 훈련심벌이 특정 크기를 가지지 않을 경우에 값을 0으로 한다.

<52> 상기 송신안테나의 개수가 4이라 하고, 상기 할당가능한 부반송파의 개수가 64개(부반송파 1 내지 부반송파 64)라면, 4개의 훈련심벌그룹이 구성되고, 상기 각 훈련심벌그룹은 16개의 훈련심벌로 구성된다.

<53> 훈련심벌그룹1: 부반송파의 번호= $4a+1$ ($0 \leq a \leq 15$)

<54> 훈련심벌그룹2: 부반송파의 번호= $4a+2$ ($0 \leq a \leq 15$)

<55> 훈련심벌그룹3: 부반송파의 번호= $4a+3$ ($0 \leq a \leq 15$)

<56> 훈련심벌그룹4: 부반송파의 번호= $4a+4$ ($0 \leq a \leq 15$)

<57> 상기 훈련심벌그룹들은 상기 분배기로 입력된다. 상기 분배기는 입력된 특정 훈련심벌그룹을 설정된 전송단위시간에 따라 복수개의 변조기들로 순차적으로 전달한다. 이 경우 상기 분배기는 상기 입력된 훈련심벌그룹들을 저장하며, 상기 저장된 훈련심벌그룹

을 상기 설정된 전송시간단위로 상기 복수개의 변조기들로 순차적으로 전달할 수 있다. 또한 상기 분배기는 전송시간단위로 상기 훈련심벌그룹을 전송받아 상기 복수개의 변조기들에 전달한다. 이 경우 상기 분배기는 이전에 전달한 훈련심벌그룹과 다른 훈련심벌그룹을 특정 변조기에 전달한다. <표 3>은 상기 분배기가 상기 전송시간단위에 따라 상기 복수개의 변조기로 전달하는 훈련심벌그룹을 나타내고 있다.

<58> 【표 3】

	변조기1	변조기2	변조기3	변조기4
T1	훈련심벌그룹1	훈련심벌그룹2	훈련심벌그룹3	훈련심벌그룹4
T2	훈련심벌그룹2	훈련심벌그룹3	훈련심벌그룹4	훈련심벌그룹1
T3	훈련심벌그룹3	훈련심벌그룹4	훈련심벌그룹1	훈련심벌그룹2
T4	훈련심벌그룹4	훈련심벌그룹1	훈련심벌그룹2	훈련심벌그룹3

<59> 상기 <표 3>에서 보이고 있는 바와 같이 상기 변조기1은 전송시간 T1에서는 훈련심벌그룹1이 전달되고, 전송시간 T2에서는 훈련심벌그룹2가 전달된다. 또한, 상기 변조기1은 전송시간 T3에서는 훈련심벌3이 전달되고, 전송시간 T4에서는 훈련심벌4가 전달된다. 상기 분배기는 4번의 전송으로 인해 입력되는 훈련심벌그룹들을 특정 분배기에 한번씩 전달한다.

<60> 변조부들(510 내지 514)은 입력된 훈련심벌들을 변조하여 IFFT부들(520 내지 524)로 전달한다. 상기 IFFT부들(520 내지 524)은 입력된 심벌들을 IFFT변환하여 각각의 송신안테나들(530 내지 534)을 통해 전송한다.

<61> 상술한 바와 같이 본 발명에서는 복수개의 송신안테나들 각각으로 모든 훈련심벌을 전송함으로써 상기 보간법에 의해 훈련심벌이 전달되지 않는 부반송파 영역에서 나타나는 채널 추정 오차를 줄일 수 있다.

<62> 이하에서는 상기 수신단의 채널 추정기에서 채널 추정 과정에 대해 설명한다. 특정 송신안테나를 통해 전송되는 복수개의 훈련심벌그룹들을 수신하는 특정 수신안테나는 채널 추정기를 가지고 있다. 상기 특정 수신안테나에 대응하는 채널 추정기는 상기 특정 수신안테나로 수신되는 모든 채널에 대한 채널 추정을 수행하여야 한다. 상기 송신안테나가 4개가 존재하고, 상기 각 송신안테나별로 16개의 채널로 심벌들 전송된다면 상기 채널추정기는 특정시점에서 64개 채널에 대한 채널 추정을 수행하여야 한다. 하지만 본 발명에서는 설명의 편의를 위해 상기 채널 추정기는 하나의 송신안테나로부터 송신되는 심벌에 대해서 기술한다. 상기 채널 추정기는 수신된 복수 회에 걸쳐 수신된 훈련심벌그룹을 이용하여 채널 추정을 수행한다. 특정 부반송파에 대한 채널은 훈련심벌이 포함되어 전송된 부반송파와 상기 훈련심벌이 포함되지 않고 전송된 부반송파가 있다. 상기 송신 안테나의 개수와 동일한 전송횟수로 훈련심벌을 전송하면, 상기 채널 추정기는 특정 송신안테나로부터 특정 수신안테나로 전송된 부반송파들은 훈련심벌이 포함되어 전송된 부반송파 1개와 훈련심벌이 포함되지 않고 전송된 부반송파들을 가진다. 상기 훈련심벌이 포함되지 않고 전송된 부반송파의 개수는 송신안테나의 개수보다 하나가 작다. 상기 채널 추정기로 전달된 부반송파들은 동일한 신뢰도를 가지지 않는다. 상기 훈련심벌이 포함되어 전송된 부반송파는 높은 신뢰도를 가지고, 상기 훈련심벌이 포함되지 않고 전송된 부반송파는 일반적으로 낮은 신뢰도를 가진다. 따라서, 상기 채널 추정기는 신뢰도에 따라 서로 다른 가중치를 주고, 이에 따라 채널 추정을 하여야 한다.

<63>

$$\begin{aligned}
 \mathbf{X}_{comb}^1(1) &= \mathbf{X}_{comb}^2(2) = \mathbf{X}_{comb}^3(3) = \dots = \mathbf{X}_{comb}^{N_t}(N_t) \\
 \mathbf{X}_{comb}^2(1) &= \mathbf{X}_{comb}^3(2) = \mathbf{X}_{comb}^4(3) = \dots = \mathbf{X}_{comb}^1(N_t) \\
 &\vdots \\
 \mathbf{X}_{comb}^{N_t}(1) &= \mathbf{X}_{comb}^1(2) = \mathbf{X}_{comb}^2(3) = \dots = \mathbf{X}_{comb}^{N_t-1}(N_t)
 \end{aligned}$$

【수학식 5】

<64> 상기 〈수학식 5〉에서 보이고 있는 바와 같이 특정 시점에서 제 1송신안테나로 송신된 훈련심벌은 다음 시점에서는 제 2송신안테나로 송신한다. 하지만, 상기 제1송신안테나는 다음 시점에서 이전에 송신하지 않은 새로운 훈련심벌을 송신한다. 상기 송신안테나는 상기 송신안테나들의 개수와 동일한 전송횟수에 의해 상기 훈련심벌들을 전송한다. 상기 N_p 는 송신안테나의 개수를 간에 p번째 송신안테나로부터 전송되는 훈련심벌을 $x_{comb}^p(n)$ 라 하면, 상기의미한다. 임의의 n번째 시 훈련심벌 $x_{comb}^p(n)$ 이 q번째 수신안테나에 〈수학식 6〉과 같이 수신된다.

<65>

$$\mathbf{y}^{p,q}(n) = \mathbf{X}_{comb}^p(n) \mathbf{F}_{[1:L]} \mathbf{h}_n^{p,q}(n) + \mathbf{w}^q(n)$$

【수학식 6】

<66>

상기 $x_{comb}^p(n)$ 는 수신된 훈련심벌들을 행렬형식으로 나타내고 있으며, 상기 $\mathbf{F}_{[1:L]}$ 은 $K \times L$ 차원을 갖는 푸리에 변환행렬 중 1번째 열부터 L번째 열로 구성된 $K \times L$ 행렬을 나타낸다. 상술한 바와 같이 상기 K는 OFDM 시스템에서 부반송파의 개수를 의미하고, 상기 L은 채널의 길이를 의미한다. 상기 채널 길이는 부반송파의 개수보다 작아야함은 앞서 살펴본 바와 같다. 상기 $\mathbf{h}_n^{p,q}(n)$ 은 n번째 시간에서 p번째 송신안테나로부터 q번째 수신안테나간의 채널 임펄스(impulse) 응답을 나타낸다. 상기 $\mathbf{w}^q(n)$ 는 q번째 수신안테나에서 각 부반송파에 인가된 잡음을 의미한다. 상기 채널 임펄스 응답 $\mathbf{h}_n^{p,q}(n)$ 는 〈수학식 7〉에 의해 구할 수 있다.

<67>

$$\hat{\mathbf{h}}_n^{p,q}(n) = (\mathbf{X}_{comb}^p(n) \mathbf{F}_{[1:L]})^\dagger \mathbf{y}^{p,q}(n)$$

【수학식 7】

<68> 또한, 채널 등화를 위해 필요한 채널 주파수 응답은 <수학식 8>에 의해 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 \hat{\mathbf{h}}_{f^{p,q}}^{p,q}(n) &= \hat{\mathbf{F}}_{[1:L,1]} \hat{\mathbf{h}}_{\hat{\mathbf{f}}_2}^{p,q}(n) \\
 &= \mathbf{h}_{f^{p,q}}^{p,q}(n) + \hat{\mathbf{F}}_{[1:L,1]} (\mathbf{X}_{comb}^p(n) \mathbf{F}_{[1:L,1]})^* \mathbf{w}^q(n) \\
 &= \mathbf{h}_{f^{p,q}}^{p,q}(n) + \mathbf{e}^{p,q}(n)
 \end{aligned}$$

【수학식 8】

<70> 상기 는 사용 가능한 부반송파에 해당하는 행으로 구성된 $2N_a \times L$ 행렬이며, 상기 $\mathbf{e}^{p,q}(n)$ 는 채널 추정 오차를 나타낸다. 또한 평균제곱오차(means squared error)는 <수학식 9>와 같이 구할 수 있다.

$$\sigma_{p,q}^2(n) = \Psi(\mathbf{E}\{\mathbf{e}^{p,q}(n)\mathbf{e}^{p,q}(n)^H\})$$

【수학식 9】

<72> 상기 $\Psi(\cdot)$ 는 행렬의 대각원소만을 취하여 벡터로 만드는 연산자를 나타내며, 상기 $\mathbf{E}(\cdot)$ 는 평균을 취하는 연산기호를 의미한다. 상기 $(\cdot)^H$ 는 접합이행(conjugate-transpose) 연산자이다. 종래의 훈련심벌구조를 수신하는 수신측은 상기 도 4에서와 같이 송신안테나별로 서로 다른 평균제곱오차를 가진다. 하지만 본원 발명에서와 상기 훈련심벌그룹을 순환하여 전송하는 구조에서는 하나의 송신안테나에서 측정하는 평균제곱오차는 시간에 따라 서로 다른 값을 가지게 된다. 이렇게 시간에 따라 채널 추정오차가 서로 다르게 나타날 경우 단순히 상기 측정된 채널 추정오차들을 측정된 시간에 따라 평균을 취하는 형태로 채널 추정을 하는 것보다, 측정된 채널 추정오차의 신뢰도를 고려하여 채널추정을 하여야 한다. 상기와 같이 측정된 채널 추정오차의 신뢰도를 고려하여 채널 추정을 함으로 채널 추정오차를 줄일 수 있다. 따라서, 상기 채널 추정기들은 측정된 채널 추정오차의 신뢰도에 따라 서로 다른 가중치를 곱하고, 상기 가중치가

곱해진 채널 추정오차에 의해 채널추정을 수행하게 된다. 상기 추정된 채널 주파수 응답은 <수학식 10> 과 같이 구할 수 있다.

<73>

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{h}}_{f'}^{p,q} &= (\sum_{n=1}^{N_t} \mathbf{C}^{p,q}(n))^{-1} \sum_{n=1}^{N_t} \mathbf{C}^{p,q}(n) \hat{\mathbf{h}}_{f'}^{p,q}(n) \\ &= \mathbf{h}_{f'}^{p,q} + \left\{ \sum_{n=1}^{N_t} \mathbf{C}^{p,q}(n) \right\}^{-1} \sum_{n=1}^{N_t} \mathbf{C}^{p,q}(n) \mathbf{e}^{p,q}(n) \\ &= \mathbf{h}_{f'}^{p,q} + \boldsymbol{\Omega}^{p,q}\end{aligned}$$

【수학식 10】

<74>

상기 $\mathbf{C}^{p,q}(n)$ 는 채널 추정오차를 최소화하기 위한 가중치를 대각행렬 형태로 나타낸 것이며, 상기 $\boldsymbol{\Omega}^{p,q}$ 는 최적 결합된 후의 채널 추정오차를 나타낸다. 이 때 상기 가중치 대각행렬은 <수학식 11> 과 같은 기준으로 구할 수 있다.

<75>

$$\min_{\mathbf{C}^{p,q}} \{ \mathbf{E} \{ \boldsymbol{\Omega}^{p,q} \boldsymbol{\Omega}^{p,qH} \} \}$$

【수학식 11】

<76>

최적 결합된 후의 평균제곱오차가 최소치가 되도록 하는 가중치 행렬 $\mathbf{C}^{p,q}(n)$ 는 <수학식 12> 와 같이 구할 수 있다.

<77>

$$\mathbf{C}^{p,q}(n) = (\text{diag}(\boldsymbol{\sigma}_{p,q}^2(n)))^{-1}$$

【수학식 12】

<78>

상기 <수학식 12> 에서 보이고 있는 바와 같이 훈련심벌을 포함하여 전송된 부반송파는 높은 신뢰도를 가지므로 큰 가중치를 부가한다. 상기 훈련심벌이 포함되지 않고 전송된 부반송파는 낮은 신뢰도를 가지므로 작은 가중치를 부가한다. 이와 같이 함으로써 상기 이동통신 시스템의 채널 추정기에서는 측정된 채널 추정오차를 줄일 수 있게 된다.

<79> 도 6은 본 발명에 의한 채널 추정기에서 수행된 채널추정오차와 종래 기술에 의한 채널 추정오차를 도시하고 있다. 상기 도 6에 보이고 있는 바와 같이 상기 양 가장자리에서 전달되는 부반송파에 대한 채널 추정오차가 급격히 감소하였음을 보이고 있다.

【발명의 효과】

<80> 전술한 바와 같이 본 발명은 종래 훈련심벌이 전송되지 않는 부반송파 영역에도 훈련심벌을 전송함으로써 정확한 채널 추정을 수행할 수 있다. 또한, 훈련심벌이 포함되어 전송된 부반송파와 훈련심벌이 포함되지 않고 전송된 부반송파에 대한 가중치를 다르게 함으로써 정확한 채널 추정을 수행할 수 있다.

【특허청구범위】**【청구항 1】**

적어도 둘 이상의 송신안테나를 사용하여 데이터를 전송하는 직교주파수분할다중 시스템에서, 상기 송신안테나의 개수에 대응되게 채널 추정을 위한 복수 개의 훈련심벌들을 복수 개의 훈련심벌그룹들로 분할하고, 상기 분할된 훈련심벌그룹들을 구성하는 훈련심벌들 각각을 부반송파에 실어 전송하는 방법에 있어서,

상기 복수 개의 훈련심벌그룹들을 전달받는 과정과,

상기 전달된 복수 개의 훈련심벌그룹들을 상기 복수 개의 송신안테나들 중 어느 하나의 송신안테나에 의해 일정 시간간격으로 한번씩 전송하는 과정으로 이루어짐을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 2】

제 1항에 있어서, 상기 복수 개의 훈련심벌그룹들은 상기 동일 개수의 송신안테나들에 의해 서로 중첩되지 않게 동시에 전송됨을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 3】

제 2항에 있어서, 상기 복수개의 훈련심벌들은 순차적으로 상기 복수 개의 송신 안테나들로 할당함을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 4】

제 3항에 있어서, 상기 훈련심벌들은 하기 〈수학식 13〉에 의해 상기 훈련심벌그룹으로 분할됨을 특징으로 하는 상기 방법.

$$x_i^p = \begin{cases} c, & i = (m-1)N_i + p \\ 0 & otherwise \end{cases}$$

【수학식 13】

(c : P번째 안테나를 통해 전송되는 훈련심벌, N_i : i 의 크기를 갖는 임의의 복소수, m : N_i 보다 작은 정수, N_i : 송신안테나의 개수, P : 안테나의 순서)

【청구항 5】

제 1항에 있어서, 상기 복수개의 송신안테나들 각각은 특정 부반송파를 상기 송신안테나의 개수와 동일한 회수에 걸쳐 전송함에 있어, 단 한번 할당된 훈련심벌을 실어 전송함을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 6】

훈련심벌이 포함되어 전송된 부반송파와 훈련심벌이 포함되지 않고 전송된 부반송파를 수신하는 직교주파수분할다중 시스템에서, 상기 수신된 부반송파들을 이용하여 채널 추정을 수행하는 방법에 있어서,

상기 훈련심벌이 포함되어 전송된 부반송파의 신뢰도에 대한 가중치와 상기 훈련심벌이 포함되지 않고 전송된 부반송파의 신뢰도에 대한 가중치를 달리 지정하는 과정과,

상기 수신된 부반송파들 각각에 대한 채널 추정 오차들을 측정하는 과정과,
상기 측정된 채널추정오차들과 상기 지정된 가중치들을 이용하여 채널 추정을 수행하는 과정으로 이루어짐을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 7】

제 6항에 있어서, 상기 훈련심벌이 포함되어 전송된 부반송파에 대한 가중치를 상기 훈련심벌이 포함되지 않고 전송된 부반송파에 대한 가중치보다 높게 지정함을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 8】

제 7항에 있어서, 적어도 둘 이상의 송신안테나로부터 상기 부반송파들이 수신되는 경우 상기 각 송신안테나를 통해 전송되는 부반송파들 각각에 대해 채널 추정 오차를 측정함을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 9】

제 8항에 있어서, 상기 채널 추정 오차를 측정함에 있어 상기 부반송파들이 전송되는 각 채널에서 발생하는 잡음에 대한 영향은 고려하지 않음을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 10】

적어도 둘 이상의 송신안테나를 사용하여 데이터를 전송하는 직교주파수분할다중 시스템에서, 상기 송신안테나의 개수에 대응되게 채널 추정을 위한 복수 개의 훈련심벌들을 복수 개의 훈련심벌그룹들로 분할하고, 상기 분할된 훈련심벌그룹들을 구성하는 훈련심벌들 각각을 부반송파에 실어 전송하는 장치에 있어서,

상기 전달된 복수 개의 훈련심벌그룹들을 상기 복수 개의 송신안테나들 중 어느 하나의 송신안테나에 의해 한번씩 전송되도록 일정 시간간격으로 전달하는 분배기와,

상기 분배기로부터 전달된 훈련심벌그룹을 전송하는 송신안테나로 구성됨을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 11】

제 10항에 있어서, 상기 분배기는,

상기 복수 개의 훈련심벌그룹들을 동일 개수의 상기 송신안테나들에 의해 서로 중첩되지 않게 동시에 전달함을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 12】

제 11항에 있어서, 상기 분배기는,

상기 복수개의 훈련심벌들을 상기 복수 개의 송신 안테나들에 대응되게 순차적으로 할당된 상기 훈련심벌그룹들을 전달받음을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 13】

제 12항에 있어서, 상기 분배기는,

상기 훈련심벌들은 하기 〈수학식 14〉에 의해 분할된 상기 훈련심벌그룹들을 전달받음을 특징으로 하는 상기 장치.

$$x_i^p = \begin{cases} c, & i = (m-1)N_i + p \\ 0 & otherwise \end{cases}$$

【수학식 14】

(c : P번째 안테나를 통해 전송되는 훈련심벌, N_i : c 의 크기를 갖는 임의의 복소수, m : N_i 보다 작은 정수 N_i : 송신안테나의 개수, P : 안테나의 순서)

【청구항 14】

제 10항에 있어서, 상기 복수개의 송신안테나들은,

특정 부반송파를 상기 송신안테나들의 개수와 동일한 회수에 걸쳐 전송함에 있어, 단 한번 할당된 훈련심벌을 실어 전송함을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 15】

훈련심벌이 포함되어 전송된 부반송파와 훈련심벌이 포함되지 않고 전송된 부반송파를 수신하는 직교주파수분할다중 시스템에서, 상기 수신된 부반송파들을 이용하여 채널 추정을 수행하는 장치에 있어서,

상기 부반송파들을 수신하고, 상기 수신된 부반송파들을 전달하는 적어도 하나 이상의 수신안테나들과,

상기 훈련심별이 포함되어 전송된 부반송파의 신뢰도에 대한 가중치와 상기 훈련심별이 포함되지 않고 전송된 부반송파의 신뢰도에 대한 가중치를 달리 지정하고, 상기 수신된 부반송파들 각각에 대한 채널 추정 오차들을 측정하고, 상기 측정된 채널추정오차들과 상기 지정된 가중치들을 이용하여 채널 추정을 수행하는 채널 추정기로 구성됨을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 16】

제 15항에 있어서, 상기 채널 추정기는,

상기 훈련심별이 포함되어 전송된 부반송파에 대한 가중치를 상기 훈련심별이 포함되지 않고 전송된 부반송파에 대한 가중치보다 높게 지정함을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 17】

제 16항에 있어서, 상기 채널 추정기는,

적어도 둘 이상의 송신안테나로부터 상기 부반송파들이 수신되는 경우 상기 각 송신안테나를 통해 전송되는 부반송파들 각각에 대해 채널 추정 오차를 측정함을 특징으로 하는 상기 장치.

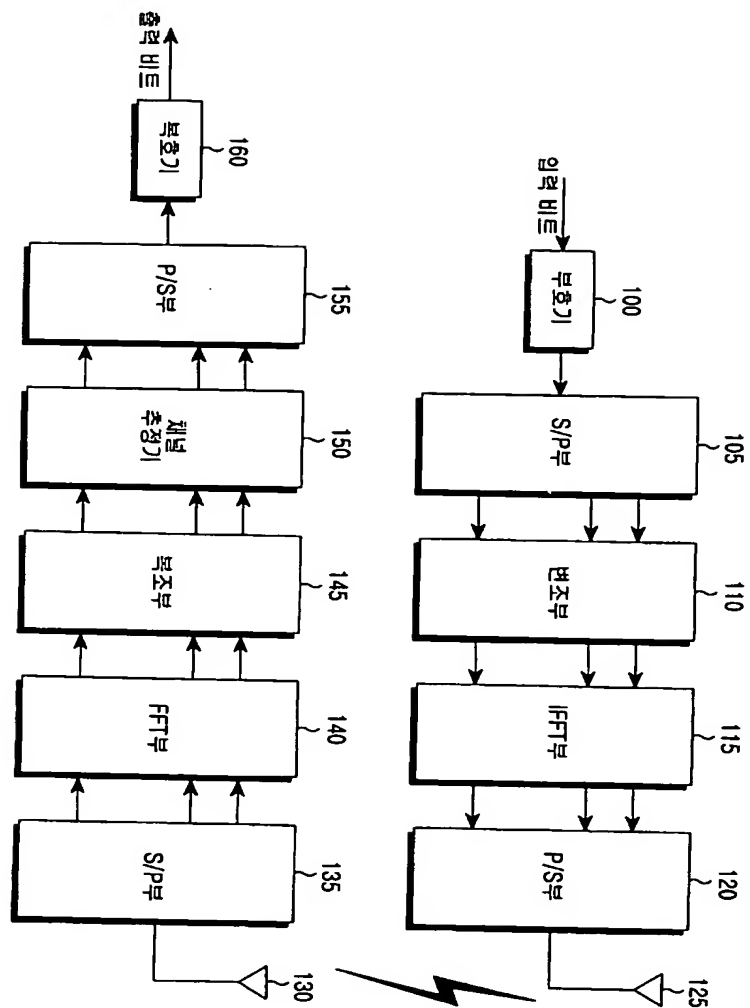
【청구항 18】

제 17항에 있어서, 상기 채널 추정기는,

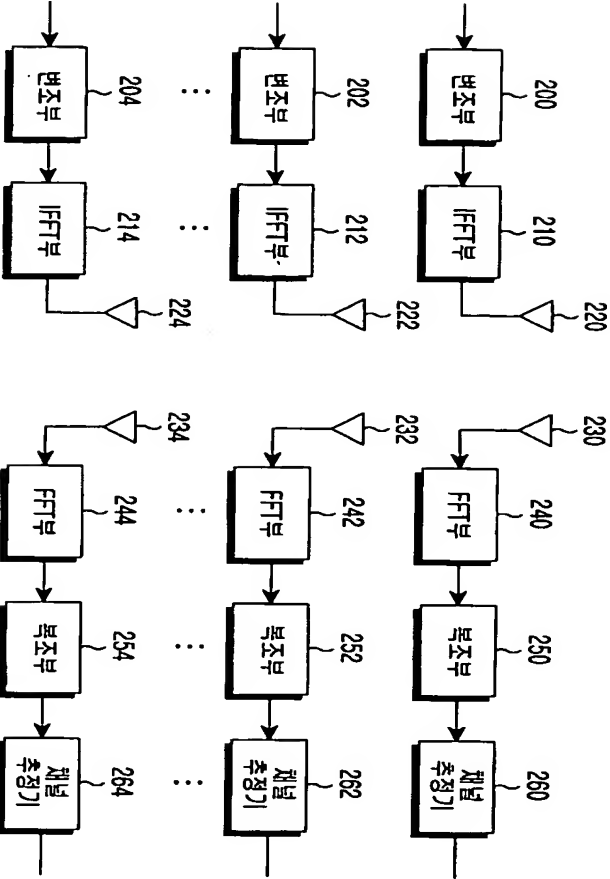
상기 채널 추정 오차를 측정함에 있어, 상기 부반송파들이 전송되는 각 채널에서 발생하는 잡음에 대한 영향은 고려하지 않음을 특징으로 하는 상기 장치.

【도면】

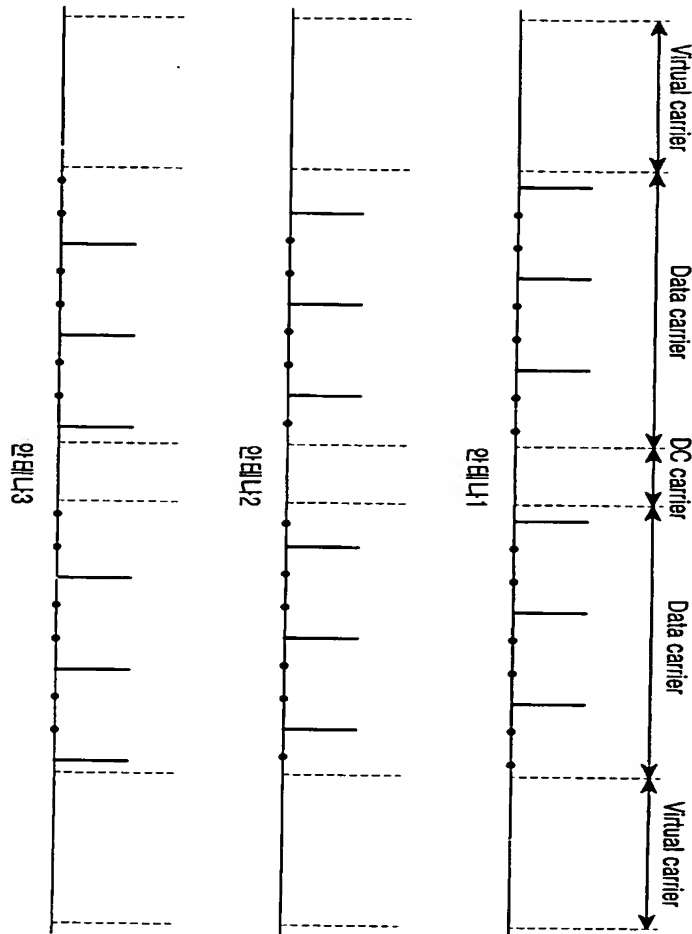
【도 1】



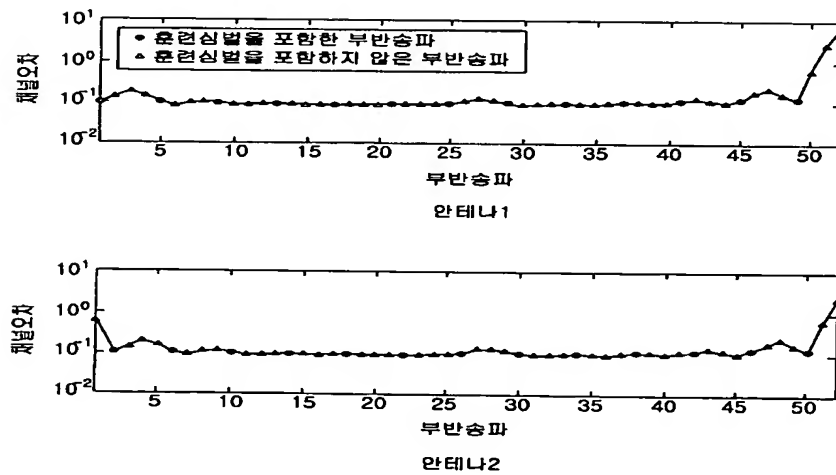
【도 2】



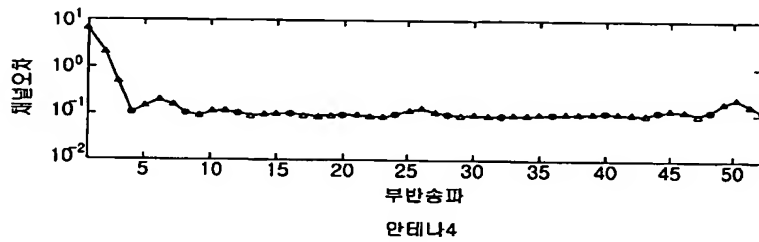
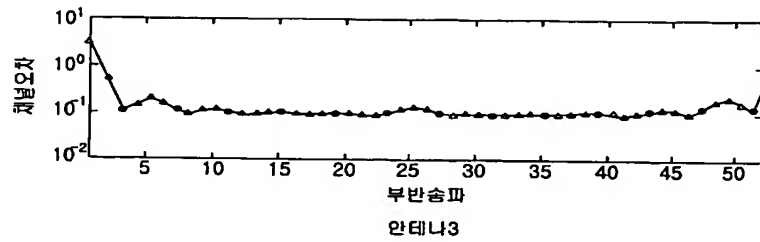
【도 3】



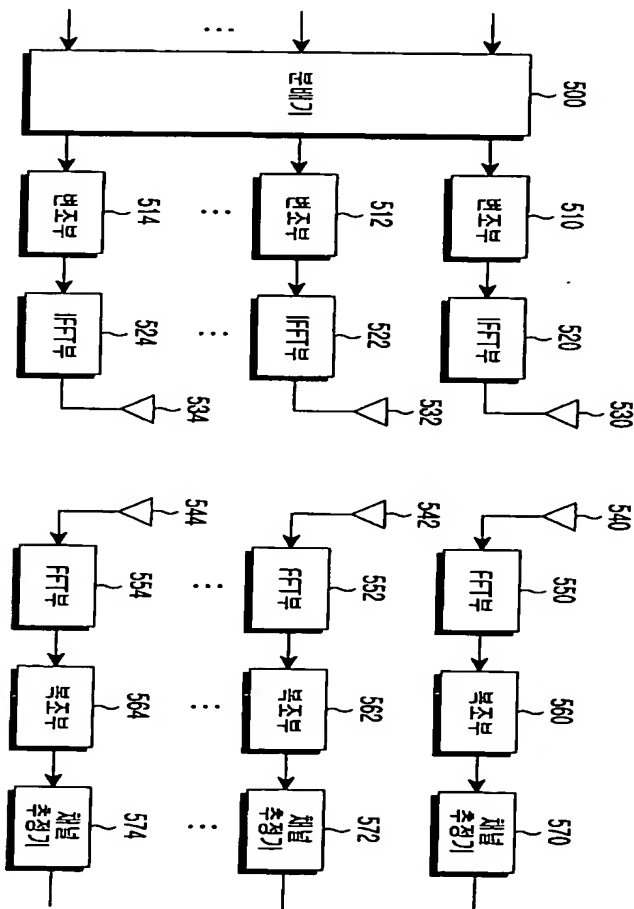
【도 4a】



【도 4b】



【도 5】



【도 6】

